

3

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-251135

(43)Date of publication of application : 27.09.1996

(51)Int.Cl.

H04J 11/00
H04L 27/18
H04N 7/08
H04N 7/081
// H04L 27/34

(21)Application number : 08-001444

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO
LTD

(22)Date of filing : 09.01.1996

(72)Inventor : HARADA YASUO
KIMURA TOMOHIRO
HAYASHINO YUJI
OUE YUJI
UNO YASUHIRO
NAGAISHI YASUO

(30)Priority

Priority number : 07 2053
07 2054

Priority date : 10.01.1995
10.01.1995

Priority country : JP

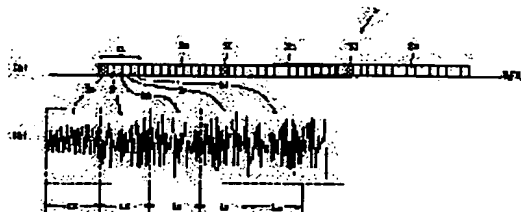
JP

(54) TRANSMISSION METHOD FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SIGNAL AND ITS RECEPTION DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide the transmission method and the reception device of an orthogonal frequency multiplex signal, which can precisely correct the fluctuation in a reception level and/or a frequency band and by which the erroneous judgement of demodulation data does not occur as a result.

CONSTITUTION: Specified symbols S0 having specified patterns which are previously decided are intermittently included in an orthogonal frequency division multiplex signal transmitted from a transmission side to a reception side in addition to symbols Sm including data to be transmitted. On the reception side, the fluctuation in the reception level and/or the fluctuation in the frequency band of a reception signal is detected and corrected based on the received specified symbols S0. The specified symbols S0 have the specified patterns and therefore the level change and/or the fluctuation in the frequency is strongly correlated with the fluctuation in the reception level and/or the frequency band of the reception signal. Thus, the fluctuation in the reception level and/or the frequency band of the reception signal can precisely be detected from the specified symbol S0 and highly precise



correction can be realized as a result.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 03.03.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3124717

[Date of registration] 27.10.2000

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-251135

(43)公開日 平成8年(1996)9月27日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 11/00			H 0 4 J 11/00	A
				Z
H 0 4 L 27/18			H 0 4 L 27/18	Z
H 0 4 N 7/08			H 0 4 N 7/08	Z
7/081			H 0 4 L 27/00	E
審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 19 頁) 最終頁に続く				

(21)出願番号	特願平8-1444	(71)出願人	000005821 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(22)出願日	平成8年(1996)1月9日	(72)発明者	原田 泰男 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器 産業株式会社内
(31)優先権主張番号	特願平7-2053	(72)発明者	木村 知弘 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器 産業株式会社内
(32)優先日	平7(1995)1月10日	(72)発明者	林野 裕司 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器 産業株式会社内
(33)優先権主張国	日本 (J P)	(74)代理人	弁理士 小笠原 史朗
(31)優先権主張番号	特願平7-2054		
(32)優先日	平7(1995)1月10日		
(33)優先権主張国	日本 (J P)		

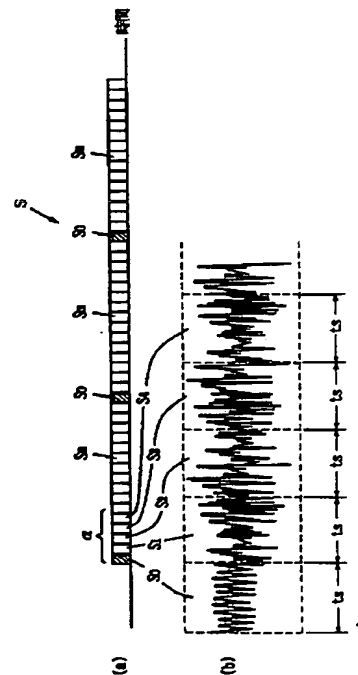
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 直交周波数分割多重信号の伝送方法およびその受信装置

(57)【要約】

【課題】 受信レベルおよび/または周波数帯の変動の変動を精度良く補正でき、結果として復調データの誤判定が生じることのない直交周波数多重信号の伝送方法およびその受信装置を提供することである。

【解決手段】 送信側から受信側に伝送される直交周波数分割多重信号中には、送信すべきデータ含むシンボル S_m に加えて、予め定められた特定パターンを有する特定シンボル S_0 が間欠的に含まれる。受信側では、受信した特定シンボル S_0 に基づいて、受信レベルの変動および/または受信信号の周波数帯の変動を検出し補正する。この特定シンボル S_0 は、特定のパターンを有しているため、そのレベル変化および/または周波数の変動が受信レベルおよび/または受信信号の周波数帯の変動と強く相関している。したがって、特定シンボル S_0 から、受信レベルおよび/または受信信号の周波数帯の変動を正確に検出でき、結果として精度の高い補正が行える。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 有線または無線の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法であって、

前記送信側は、

送信すべきデータを含み、その多重信号がランダム状に変化する第1のシンボルを連続的に送信し、

予め定められた特定パターンを有する第2のシンボルを、前記第1のシンボルが所定数送信される毎に間欠的に送信し、

前記受信側は、

受信した前記第1のシンボルに基づいて、データを復調し、

受信した前記第2のシンボルに基づいて、受信レベルの変動を補正することを特徴とする、伝送方法。

【請求項2】 有線または無線の伝送路を介して、送信側から所定長のシンボル毎に送信されてくる直交周波数分割多重信号を受信し、受信した直交周波数分割多重信号からデータを復調する受信装置であって、

前記直交周波数多重信号中には、予め定められた特定パターンを有する特定のシンボルが間欠的に挿入されており、

制御端子を有し、当該制御端子に入力された制御信号に応じて利得が変化することにより、受信した前記直交周波数分割多重信号のレベルを変化させる自動利得制御増幅手段、および前記自動利得制御増幅手段によってレベルが変化された後の直交周波数分割多重信号の中から前記特定のシンボルを検出し、当該特定のシンボルのレベル変化に対応した信号を生成する制御信号出力手段を備え、

前記制御信号出力手段により生成された信号を前記制御信号として前記自動利得制御増幅手段にフィードバックすることにより、前記直交周波数分割多重信号の受信レベルの変動を補正することを特徴とする、受信装置。

【請求項3】 前記制御信号出力手段は、

各前記シンボルをエンベロープ検波することにより、各シンボルの包絡線を表すエンベロープ信号を出力するエンベロープ検出手段と、

前記エンベロープ信号のパターンと予め記憶した特定パターンとを各シンボル毎に比較することにより、前記特定のシンボルを検出したか否かを表す基準タイミング信号を発生する基準タイミング発生手段と、

前記基準タイミング信号が前記特定のシンボルの検出状態を表しているときに、前記エンベロープ検出手段から出力されたエンベロープ信号を前記制御信号としてサンプルホールドするサンプルホールド手段とを含む、請求項2に記載の受信装置。

【請求項4】 前記制御信号出力手段は、

各前記シンボル相互間の区切りを検出し、当該区切りを表すシンボル同期信号を出力する区切り検出手段と、

前記シンボル同期信号に同期して、各前記シンボル内の信号成分を1シンボル期間で2乗積分することにより、各シンボルのエネルギーを表すシンボルエネルギー信号を出力するシンボルエネルギー検出手段と、

受信した前記直交周波数分割多重信号中に前記特定のシンボルが含まれているか否かを検出する特定シンボル検出手段と、

前記特定のシンボル検出手段が前記特定のシンボルを検出したときに、前記シンボルエネルギー検出手段から出力されたシンボルエネルギー信号を前記制御信号としてサンプルホールドするサンプルホールド手段とを含む、請求項2に記載の受信装置。

【請求項5】 前記自動利得制御増幅手段によってレベルが変化された後の直交周波数分割多重信号に対して、時間窓を用いてシンボル毎にフーリエ変換演算を施すことにより、複数のキャリアを周波数軸上に分離するフーリエ変換手段をさらに備え、

前記制御信号出力手段は、

各前記シンボルをエンベロープ検波することにより、各シンボルの包絡線を表すエンベロープ信号を出力するエンベロープ検出手段と、

前記エンベロープ信号のパターンと予め記憶した特定パターンとを各シンボル毎に比較することにより、前記特定のシンボルを検出したか否かを表す基準タイミング信号を発生する基準タイミング発生手段と、

前記基準タイミング信号に基づいて、各前記シンボル相互間の区切りを表すシンボル同期信号を出力し、さらに受信開始時はアンロック状態を前記フーリエ変換手段の動作安定後はロック状態を表すロック／アンロック信号を生成するシンボルタイミング同期手段と、

前記シンボル同期信号に同期して、前記フーリエ変換手段から出力された各シンボルの周波数軸上の各キャリアの信号成分を1シンボル期間内で2乗積分することにより、各シンボルのエネルギーを表すシンボルエネルギー信号を出力するシンボルエネルギー検出手段と、

前記ロック／アンロック信号がアンロック状態のときは前記エンベロープ信号を選択し、ロック状態のときは前記シンボルエネルギー信号を選択する制御信号切換手段と、

前記基準タイミング信号が前記特定のシンボルの検出状態を表しているときに、前記制御信号切換手段によって選択されたエンベロープ信号またはシンボルエネルギー信号を、前記制御信号としてサンプルホールドするサンプルホールド手段とを含む、請求項2に記載の受信装置。

【請求項6】 前記シンボルエネルギー検出手段は、デジタル演算で各シンボルのエネルギーを求めることを特徴とする、請求項5に記載の受信装置。

【請求項7】 前記直交周波数分割多重信号中に間欠的に挿入される前記特定のシンボルには、1つのキャリアだけが無変調の単一トーン信号として残され、その他の

3

キャリアが抑圧された信号が含まれることを特徴とする、請求項2に記載の受信装置。

【請求項8】 前記直交周波数分割多重信号中に間欠的に挿入される前記特定のシンボルには、1つのキャリアだけが所定のデータで変調され、その他のキャリアが抑圧された信号が含まれることを特徴とする、請求項2に記載の受信装置。

【請求項9】 前記直交周波数分割多重信号中に間欠的に挿入される前記特定のシンボルには、1つのキャリアだけが疑似ランダム符号で変調され、その他のキャリアが抑圧された信号が含まれることを特徴とする、請求項8に記載の受信装置。

【請求項10】 前記疑似ランダム符号のデータレートは、前記直交周波数分割多重信号のシンボルレートの整数倍に選ばれている、請求項9に記載の受信装置。

【請求項11】 有線または無線の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法であって、

前記送信側は、

送信すべきデータを含み、その多重信号がランダム状に変化する第1のシンボルを連続的に送信し、

予め定められた特定パターンを有する第2のシンボルを、前記第1のシンボルが所定数送信される毎に間欠的に送信し、

前記受信側は、

受信した前記第1のシンボルに基づいて、データを復調し、

受信した前記第2のシンボルに基づいて、周波数帯の変動を補正することを特徴とする、伝送方法。

【請求項12】 有線または無線の伝送路を介して、送信側から所定長のシンボル毎に送信されてくる直交周波数分割多重信号を受信し、受信した直交周波数分割多重信号からデータを復調する受信装置であって、

前記直交周波数分割多重信号中には、予め定められた特定パターンを有する特定のシンボルが間欠的に挿入されており、

制御端子を有し、当該制御端子に入力された制御信号に応じて周波数シフト量が変化することにより、前記直交周波数分割多重信号の周波数帯を変化させる周波数変換手段、および前記周波数変換手段によって周波数帯が変化した後の直交周波数分割多重信号の中から前記特定のシンボルを検出し、当該特定のシンボルの周波数帯の変化に対応した信号を生成する制御信号出力手段を備え、

前記制御信号出力手段により生成された信号を前記制御信号としてフィードバックすることにより、前記直交周波数分割多重信号の周波数帯の変動を補正することを特徴とする、受信装置。

【請求項13】 前記制御信号出力手段は、

各前記シンボルをエンベロープ検波することにより、各

4

シンボルの包絡線を表すエンベロープ信号を出力するエンベロープ検出手段と、

前記エンベロープ信号のパターンと予め記憶した特定パターンとを比較することにより、前記特定のシンボルを検出したか否かを表す基準タイミング信号を発生する基準タイミング発生手段と、

各前記シンボルを周波数弁別することにより、各シンボルの周波数に対応した周波数弁別信号を発生する周波数弁別手段と、

10 前記基準タイミング信号が前記特定のシンボルの検出状態を表しているときに、前記周波数弁別手段から出力された周波数弁別信号を前記制御信号としてサンプルホールドするサンプルホールド手段とを含む、請求項12に記載の受信装置。

【請求項14】 前記制御信号出力手段は、

各前記シンボルをエンベロープ検波することにより、各シンボルの包絡線を表すエンベロープ信号を出力するエンベロープ検出手段と、

20 前記エンベロープ信号のパターンと予め記憶した特定パターンとを各シンボル毎に比較することにより、前記特定のシンボルを検出したか否かを表す基準タイミング信号を発生する基準タイミング発生手段と、

各前記シンボルの周波数軸上の信号成分を所定の中心周波数を境とする2つの領域に分け、当該中心周波数に対して低い周波数の領域のエネルギーと、当該中心周波数に対して高い周波数の領域のエネルギーとを比較することにより、両領域のエネルギーの差に対応した周波数領域エネルギー信号を発生する周波数領域エネルギー検出手段と、

30 前記基準タイミング信号が前記特定のシンボルの検出状態を表しているときに、前記周波数領域エネルギー検出手段から出力された周波数領域エネルギー信号を前記制御信号としてサンプルホールドするサンプルホールド手段とを含む、請求項12に記載の受信装置。

【請求項15】 前記制御信号出力手段は、

各前記シンボルをエンベロープ検波することにより、各シンボルの包絡線を表すエンベロープ信号を出力するエンベロープ検出手段と、

前記エンベロープ信号のパターンと予め記憶した特定パターンとを各シンボル毎に比較することにより、前記特定のシンボルを検出したか否かを表す基準タイミング信号を発生する基準タイミング発生手段と、

40 各前記シンボルの周波数成分と予め記憶した前記特定のシンボルの周波数成分との相関強度と、予め定められた中心周波数からのずれとを表す相関信号を出力する相関検出手段と、

前記相関検出手段から出力された相関信号から相関強度のピーク値の存在する周波数を検出し、検出した周波数と前記予め定められた中心周波数との差に対応したピーク値周波数信号を出力するピーク値周波数検出手段と、

50 前記基準タイミング信号が前記特定のシンボルの検出状

態を表しているときに、前記ピーク値周波数検出手段から出力されたピーク値周波数信号を前記制御信号としてサンプルホールドするサンプルホールド手段とを含む、請求項12に記載の受信装置。

【請求項16】 前記直交周波数分割多重信号中に間欠的に挿入される前記特定のシンボルには、1つのキャリアだけが無変調の単一トーン信号として残され、その他のキャリアが抑圧された信号が含まれることを特徴とする、請求項12に記載の受信装置。

【請求項17】 前記直交周波数分割多重信号中に間欠的に挿入される前記特定のシンボルには、1つのキャリアだけが所定のデータで変調され、その他のキャリアが抑圧された信号が含まれることを特徴とする、請求項12に記載の受信装置。

【請求項18】 前記直交周波数分割多重信号中に間欠的に挿入される前記特定のシンボルには、1つのキャリアだけが疑似ランダム符号で変調され、その他のキャリアが抑圧された信号が含まれることを特徴とする、請求項17に記載の受信装置。

【請求項19】 前記疑似ランダム符号のデータレートは、前記直交周波数分割多重信号のシンボルレートの整数倍に選ばれている、請求項18に記載の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、直交周波数多重信号の伝送方法およびその受信装置に関し、より特定的には、所定の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法およびその受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、移動体向けディジタル音声放送や、地上ディジタルテレビ放送等において、直交周波数多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 以下、OFDMと称す) 信号を用いた通信が注目されている。なぜならば、OFDM信号は、周波数の利用効率が良く、多量のデータの高速伝送が可能で、波形等化器なしでも反射波による特性劣化が少ないからである。また、その信号波形がランダム雑音に近い形となるので、他のサービスに混信妨害を与えにくいからである。このような特質を有するOFDM信号を用いた伝送方式は、特開平5-167633号公報 (以下、第1の先行技術と称する)、1993年2月15日付け発行の日経エレクトロニクス (no. 574) の第101~124頁に記載された「家庭の次世代サービスはテレビを越える」 (以下、第2の先行技術と称する) および1994年9月14日付けのEIAJ技術セミナー資料の第1~15頁においてNHK放送技術研究所の斉藤正典により書かれた「OFDM方式とその開発動向」 (以下、第3の先行技術と称する) に開示されている。

【0003】 図11は、従来のOFDM信号の構成を示す図であり、特に、図11(a)はOFDM信号の各シンボルを時間軸に沿って示し、図11(b)は図11(a)の部分αを拡大して示している。図11(a)に示すように、OFDM信号Sは、シンボル S_m ($m=1, 2, \dots$) を時間軸に沿って並べることにより構成されている。各シンボル S_m は、周波数の異なる複数 (数十~数千、例えば512) のキャリア (シンボル時間 t_s において互いに直交している) を、それぞれ伝送すべきデータでデジタル変調 (例えば、QPSK変調、16QAM等) し、変調された各キャリアを逆FFT (高速逆フーリエ変換) 演算によって周波数軸上で多重することにより構成されている。このため、各シンボル S_m は、図11(b)に示すように、全て、ランダム状の振幅分布を示す。なお、このようなOFDM信号Sは、伝送路上においては、各シンボル S_m について、実数部と虚数部とを重畳した複素信号の形態をとる。

【0004】 ところで、このようなOFDM信号は、有線や無線の伝送路を介して送信側から受信側に送られる。有線の伝送路においては、伝送路の伝送特性からその占有周波数帯が規制される。また、無線の伝送路においては、法規制によりその占有周波数帯が規制される。このため、送信側は、OFDM信号を中間周波数帯から伝送路の占有周波数帯に変換するようにしている。一方、受信側では、データの復調にあたって、受信したOFDM信号を伝送路の占有周波数帯から復調作業のための中間周波数帯に変換するようにしている。

【0005】 前述の第1の従来技術には、送信側から送信されたOFDM信号をベースバンドのOFDM信号に変換するためのバンドパスフィルタ、周波数変換器およびローパスフィルタと、ベースバンドのOFDM信号を標準化してディジタル信号に変換するA/D変換器と、時間軸データをフーリエ変換して各搬送波ごとの周波数軸上データを得るFFT復調器と、各搬送波ごとの複素平面上での振幅と位相を判定して複素データを得る信号点座標判定回路と、複素データをディジタルデータに変換するとともに、各搬送波で送信されたビット数に応じてデータを結合し、ビットストリームを生成する受信データ結合回路と、ビットストリームにデインタリーブと誤り訂正とを施すことにより受信データを得るデインタリーブマトリクスおよび誤り訂正符号回路とを備えた受信装置が開示されている。

【0006】 前述の第3の従来技術には、送信側から送信されたOFDM信号をベースバンドのOFDM信号に変換するためのバンドパスフィルタ、直交検波器およびローパスフィルタと、ベースバンドのOFDM信号を標準化してディジタル信号に変換するA/D変換器と、時間軸データをフーリエ変換して各搬送波ごとの周波数軸上データを得るFFT復調器と、周波数軸上の並列データを直列に変換することにより受信データを得る並列直列

変換回路とを備えた受信装置が開示されている。

【0007】図12は、上記第1および第3の従来技術から容易に類推されるOFDM信号の受信装置の構成を示すブロック図である。図12において、この受信装置は、受信したOFDM信号が入力される入力端子1と、周波数変換器100と、直交検波器300と、フーリエ変換器400と、復調データ検出器500とを備える。直交検波器300は、分波器301と、検波器302、303と、キャリア再生器304を含む。

【0008】受信装置で受信した図11に示す伝送路の占有周波数帯（中心周波数 f_r ）のOFDM信号は、入力端子1を介して周波数変換器100に入力される。周波数変換器100は、予め定められた固定の周波数だけシフトすることにより、伝送路の占有周波数帯のOFDM信号を、中間周波数帯（中心周波数 f_c ）のOFDM信号に変換する。

【0009】直交検波器300の分波器301は、周波数変換器100から出力されたOFDM信号を2つの信号に分波し、分波したOFDM信号を検波器302および303にそれぞれ出力する。キャリア再生器304は、検波器302に対し中心周波数 f_c の同相キャリアを出力し、検波器303に対し中心周波数 f_c の直交キャリアを出力する。検波器302は、分波器301から出力されたOFDM信号に同相キャリアを乗算することにより、OFDM信号の実数部を出力する。検波器303は、分波器301から出力されたOFDM信号に直交キャリアを乗算することにより、OFDM信号の虚数部を出力する。すなわち、直交検波器300は、中間周波数帯のOFDM信号をベースバンドのOFDM信号に変換する。

【0010】フーリエ変換器400は、検波器302から出力されたOFDM信号の実数部および検波器303から出力されたOFDM信号の虚数部に対し、一括してフーリエ変換演算を施すことにより、周波数軸上で多重されている各デジタル変調波の実数部および虚数部をそれぞれ分離する。復調データ検出器500は、各デジタル変調波の実数部および虚数部を複素平面にマッピングし、その内部に設定されたしきい値に従い、そのマッピング位置から各キャリアを変調したデータを復調し、出力端子Oから復調したデータを出力する。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】上記のようなOFDM信号は、無線または有線の伝送路を介して、送信装置から受信装置に伝送されるが、いずれの伝送路においてもOFDM信号の減衰が生じる。OFDM信号の減衰量は、無線伝送路ではその距離の変化に応じて変化し、有線伝送路では伝送路の分岐数等に応じて変化する。OFDM信号の減衰量が変化すると、受信装置では、OFDM信号の受信レベルに変動が生じる。しかしながら、図12の受信装置は、OFDM信号の受信レベルに変動が

生じて、何ら補正することなくデータの復調処理を行っている。そのため、復調データ検出器500において頻繁に復調データの誤判定が生じるという問題点があった。

【0012】ところで、FM受信器等では、受信信号のエンベロープの変動に基づいて、受信レベルの変動を補正するような、自動利得制御増幅器が設けられている。このような補正の手法を図12の受信装置に適用することも考えられるが、単一キャリアのFM信号と異なり、OFDM信号では、多数の変調キャリアが周波数軸上で多重されているため、各シンボル区間における振幅、位相のパターンがランダムに変化する。このため、OFDM信号のエンベロープ波形も時間軸上で頻繁に変化し、そのようなエンベロープ波形に基づいて自動利得制御増幅器を制御すると、自動利得制御増幅器の利得が不安定になり、安定した制御が行えない。また、OFDM信号では、各キャリアの変調データが互いに異なるため、エンベロープ波形の変動と受信レベルの変動とが必ずしも相関するとは限らない。したがって、FM受信器におけるレベル補正の手法をOFDM信号の受信装置に適用しても、受信レベルの変動を精度良く補正することができない。

【0013】また、図12の受信装置では、周波数変換器100における周波数シフト量が固定的に設定されているため、周波数帯のずれ、すなわち周波数帯の変動が生じて、この周波数帯の変動を補正できない。そのため、頻繁に復調データの誤判定が生じるという問題点があった。

【0014】ところで、AM受信器等では、受信信号の周波数弁別の変動に基づいて周波数帯の変動を補正するような周波数変換器が設けられている。このような補正の手法を図12の受信装置に適用することも考えられるが、単一キャリアのAM信号と異なり、OFDM信号では、多数の変調キャリアが周波数軸上で多重されているため、各シンボル区間における振幅、位相のパターンがランダムに変化する。このため、OFDM信号の周波数弁別波形も周波数軸上で頻繁に変化し、そのような周波数弁別波形に基づいて周波数変換器を制御すると、周波数変換器の周波数シフト量が不安定になり、安定した制御が行えない。また、OFDM信号では、各キャリアの変調データが互いに異なるため、周波数弁別波形の変動と周波数シフト量の変動とが必ずしも相関するとは限らない。したがって、AM受信器における周波数シフト量補正の手法をOFDM信号の受信装置に適用しても、周波数帯の変動を精度良く補正することができない。

【0015】それ故に、本発明の目的は、受信レベルの変動を精度良く補正でき、結果として復調データの誤判定が生じることのない直交周波数多重信号の伝送方法およびその受信装置を提供することである。本発明の他の目的は、周波数帯の変動を精度良く補正でき、結果とし

て復調データの誤判定が生じることのない直交周波数多重信号の伝送方法およびその受信装置を提供することである。

【0016】

【課題を解決するための手段および発明の効果】本発明の第1の局面は、有線または無線の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法に向けられており、送信側は、送信すべきデータを含み、その多重信号がランダム状に変化する第1のシンボルを連続的に送信し、予め定められた特定パターンを有する第2のシンボルを、第1のシンボルが所定数送信される毎に間欠的に送信し、受信側は、受信した第1のシンボルに基づいて、データを復調し、受信した第2のシンボルに基づいて、受信レベルの変動を補正することを特徴とする。

【0017】上記のように、第1の局面では、送信すべきデータ含む第1のシンボルに、予め定められた特定パターンを有する第2のシンボルを、間欠的に挿入して送信するようにしている。そして、受信側では、受信した第2のシンボルに基づいて、受信レベルの変動を検出し補正する。第2のシンボルは、特定のパターンを有しているため、そのレベル変化が受信レベルの変動と強く関連している。したがって、第2のシンボルから、受信レベルの変動を正確に検出でき、精度の高い補正が行える。

【0018】本発明の第2の局面は、有線または無線の伝送路を介して、送信側から所定長のシンボル毎に送信されてくる直交周波数分割多重信号を受信し、受信した直交周波数分割多重信号からデータを復調する装置に向けられており、直交周波数多重信号中には、予め定められた特定パターンを有する特定のシンボルが間欠的に挿入されており、制御端子を有し、当該制御端子に入力された制御信号に応じて利得が変化することにより、受信した直交周波数分割多重信号のレベルを変化させる自動利得制御増幅部、および自動利得制御増幅部によってレベルが変化した後の直交周波数分割多重信号の中から特定のシンボルを検出し、当該特定のシンボルのレベル変化に対応した信号を生成する制御信号出力部を備え、制御信号出力部により生成された信号を制御信号として自動利得制御増幅部にフィードバックすることにより、直交周波数分割多重信号の受信レベルの変動を補正することを特徴とする。

【0019】上記のように、第2の局面では、制御信号出力部は、直交周波数分割多重信号の中から特定のシンボルを検出し、そのレベル変化に対応した信号を生成する。生成された信号は、制御信号として自動利得制御増幅部にフィードバックされる。その結果、直交周波数分割多重信号の受信レベルの変動が自動的に補正される。従来は、OFDM信号の受信レベルに変動が生じてても何等補正することなくデータの復調処理を行っていたが、

本発明では受信レベルの変動を補正しているため、復調データの誤判定を防止できる。

【0020】上記第2の局面において、好ましい実施形態では、特定シンボルのエンベロープ信号を、自動利得制御増幅部に制御信号として与えるようにしている。このため、受信装置内で各シンボルに対する同期がとれていなくとも、受信レベルの変動を補正できる。

【0021】上記第2の局面において、他の好ましい実施形態では、特定シンボルのシンボルエネルギー信号を、自動利得制御増幅部に制御信号として与えるようにしている。このため、受信レベルの変動をより一層正確に検出できる。この場合、特定シンボルのエネルギーは、好ましくは、デジタル演算によって求められる。これによって、受信レベルの変動をより正確に検出することができる。

【0022】上記第2の局面において、さらに他の好ましい実施形態では、受信開始時は特定シンボルのエンベロープ信号を、フーリエ変換部の動作安定後は特定シンボルのシンボルエネルギー信号を、それぞれ自動利得制御増幅部に制御信号として与えるようにしている。このため、受信開始時から全期間にわたって、受信レベルの変動を補正できる。

【0023】本発明の第3の局面は、有線または無線の伝送路を介し、送信側から受信側に対して、所定長のシンボル毎に直交周波数分割多重信号を伝送する方法に向けられており、送信側は、送信すべきデータを含み、その多重信号がランダム状に変化する第1のシンボルを連続的に送信し、予め定められた特定パターンを有する第2のシンボルを、第1のシンボルが所定数送信される毎に間欠的に送信し、受信側は、受信した第1のシンボルに基づいて、データを復調し、受信した第2のシンボルに基づいて、周波数帯の変動を補正することを特徴とする。

【0024】上記のように、第3の局面では、送信すべきデータを含む第1のシンボルに、予め定められた特定パターンを有する第2のシンボルを、間欠的に挿入して送信するようにしている。そして、受信側では、受信した第2のシンボルに基づいて、周波数帯の変動を検出し補正する。第2のシンボルは、特定のパターンを有しているため、その周波数の変化が周波数帯の変化の変動と強く関連している。したがって、第2のシンボルから、周波数帯の変動を正確に検出でき、精度の高い補正が行える。

【0025】本発明の第4の局面は、有線または無線の伝送路を介して、送信側から所定長のシンボル毎に送信されてくる直交周波数分割多重信号を受信し、受信した直交周波数分割多重信号からデータを復調する装置に向けられており、直交周波数分割多重信号中には、予め定められた特定パターンを有する特定のシンボルが間欠的に挿入されており、制御端子を有し、当該制御端子に入

力された制御信号に応じて周波数シフト量が変化することにより、直交周波数分割多重信号の周波数帯を変化させる周波数変換部、および周波数変換部によって周波数帯が変化された後の直交周波数分割多重信号の中から特定のシンボルを検出し、当該特定のシンボルの周波数帯の変化に対応した信号を生成する制御信号出力部を備え、制御信号出力部により生成された信号を制御信号としてフィードバックすることにより、直交周波数分割多重信号の周波数帯の変動を補正することを特徴とする。

【0026】上記のように、第4の局面では、制御信号出力部は、直交周波数分割多重信号の中から特定のシンボルを検出し、その周波数帯の変化に対応した信号を生成する。生成された信号は、制御信号として周波数変換部にフィードバックされる。その結果、直交周波数分割多重信号の周波数帯の変動が自動的に補正される。従来は、OFDM信号の周波数帯に変動が生じてても何等補正することなくデータの復調処理を行っていたが、本発明では周波数帯の変動を補正しているので、復調データの誤判定を防止できる。

【0027】上記第4の局面において、好ましい実施形態では、特定のシンボルの周波数帯別信号、周波数領域エネルギー信号またはピーク値周波数信号を、周波数変換部に制御信号として与えるようにしている。このため、周波数帯の変動を正確に検出でき、精度の高い補正が行える。

【0028】以上説明した本発明の各局面において、特定のシンボルの構成としては種々のものが考えられる。例えば、1つのキャリアだけが無変調の単一トーン信号として残され、その他のキャリアが抑圧された信号が含まれるようにしても良い。また、1つのキャリアだけが所定のデータで変調され、その他のキャリアが抑圧された信号が含まれるようにしても良い。この場合、変調に使用するデータとしては、疑似ランダム符号を用いることが好ましい。疑似ランダム符号を用いると、受信側での相関が取り易いからである。また、疑似ランダム符号のデータレートは、直交周波数分割多重信号のシンボルレートの整数倍に選ばれることが好ましい。これによって、受信側での同期が取り易くなる。

【0029】

【発明の実施の形態】以下、図面に基いて本発明の実施形態を説明する。図1は、本発明において、送信側から受信側に伝送されるOFDM信号の構成の一例を示す図である。特に、図1(a)はOFDM信号の各シンボルを時間軸に沿って示し、図1(b)は図1(a)の部分 α を拡大して示している。

【0030】図1(a)に示すように、OFDM信号Sは、ハッチングを付して示す自動利得制御用の特定のシンボルS0と、ハッチングを付さないで示す復調用のシンボルSm ($m=1, 2, \dots$)とを時間軸に沿って並べることにより構成されている。シンボルS0は、所定の

シンボル間隔(例えば、15シンボル間隔)毎に挿入されている。なお、このようなOFDM信号Sは、伝送路上において、各シンボルS0, Smについて、実数部と虚数部とを重畳したアナログの複素信号の形態をとる。

【0031】各シンボルSmは、周波数の異なる複数(数十〜数千、例えば512)のキャリア(シンボル時間tsにおいて互いに直交している)を、周波数軸上で多重(高速逆フーリエ演算)することにより構成されている。各キャリアは、受信側で復調すべきデータでデジタル変調(例えば、QPSK変調、16QAM等)されている。このため、各シンボルSmは、図1(b)に示すように、ランダム状の振幅分布を示す。

【0032】各シンボルS0は、例えば、上記複数のキャリアの1つ(例えば、周波数fc)を無変調の単一トーン信号として残し、その他のキャリアを抑圧したものを、高速逆フーリエ演算することにより構成されている。このため、各シンボルS0は、図1(b)に示すように、特定のパターンの振幅分布を示す。このようなシンボルS0は、時間軸成分が既知であるとともに、周波数軸成分も既知である。

【0033】ところで、OFDM信号Sは、有線や無線の伝送路(図示せず)を介して送信側から受信側に伝送される。このため、伝送路上においてOFDM信号Sの減衰が生じる。したがって、受信側では、データを復調するにあたり、伝送路上で生じた減衰を補完するため、受信したOFDM信号Sのレベルを補正する必要がある。このようなOFDM信号Sの受信レベルを補正する操作は、シンボルS0を用いて行われる。なぜならば、シンボルS0は、常に同じパターンの信号を含むため、当該シンボルS0の波形から受信レベルの変化を正確に測定できるからである。

【0034】図2は、本発明の第1の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。図2において、この受信装置は、受信したOFDM信号が入力される入力端子1と、帯域通過フィルタ1と、自動利得制御増幅器2と、直交検波器3と、A/D変換器7および8と、フーリエ変換器4と、復調データ検出器5と、制御信号出力器6と、出力端子Oとを備えている。直交検波器3は、分波器31と、検波器32および33と、キャリア再生器34とを含む。制御信号出力器6は、エンベロープ検出器61と、基準タイミング発生器62と、シンボルタイミング同期回路63と、シンボルエネルギー検出器64と、制御信号切換器65と、サンプルホールド器66と、ローパスフィルタ67とを含む。

【0035】図3は、図2に示す受信装置の各部の信号を示す波形図である。以下、この図3を参照して、図2の受信装置の動作を説明する。受信装置で受信したOFDM信号(図1参照)は、図示しない周波数変換器によって伝送路の占有周波数帯から中間周波数帯(中心周波数fc)に変換された後、入力端子1を介して帯域通過

フィルタ1に入力される。帯域通過フィルタ1は、中間周波数帯のOFDM信号から不要な帯域の信号成分を除去し、必要な帯域のOFDM信号だけを取り出す。帯域通過フィルタ1から出力されたOFDM信号は、自動利得制御増幅器2を介して直交検波器3に与えられる。

【0036】直交検波器3の分波器31は、自動利得制御増幅器2から出力されるOFDM信号を2つに分波し、分波したOFDM信号を検波器32および33にそれぞれ出力する。キャリア再生器34は、検波器32に対し中心周波数 f_c の同相キャリアを出力し、検波器33に対し中心周波数 f_c の直交キャリアを出力する。検波器32は、分波器31から出力されたOFDM信号に同相キャリアを乗算することにより、OFDM信号の実数部を出力する。検波器33は、分波器31から出力されたOFDM信号に直交キャリアを乗算することにより、OFDM信号の虚数部を出力する。すなわち、直交検波器3は、中間周波数帯のOFDM信号をベースバンドのOFDM信号に変換する。A/D変換器7は、検波器32から出力されたOFDM信号の実数部をアナログ信号からデジタル信号に変換する。A/D変換器8は、検波器33から出力されたOFDM信号の虚数部をアナログ信号からデジタル信号に変換する。

【0037】フーリエ変換器4は、A/D変換器7から出力されたデジタルのOFDM信号の実数部およびA/D変換器8から出力されたデジタルのOFDM信号の虚数部に対して、一括してフーリエ変換演算を施すことにより、周波数軸上で各デジタル変調波の実数部および虚数部をそれぞれ分離する。なお、フーリエ変換器4は、クロック端子4cを有し、シンボルタイミング同期回路63から出力されたシンボル同期信号に基づいて、フーリエ変換に使用する時間窓の時間軸の調整を開始するとともに、各シンボルのフーリエ変換を開始する。復調データ検出器5は、各デジタル変調波の実数部および虚数部を複素平面上にマッピングし、その内部に設定されたしきい値に従い、そのマッピング位置から各キャリアを変調したデータを復調する。

【0038】制御信号出力器6の動作モードは、直交検波器3の出力信号のエンベロープ波形に基づいて自動利得制御増幅器2の制御信号を発生する第1のモードと、フーリエ変換器4の出力信号のシンボルエネルギーに基づいて自動利得制御増幅器2の制御信号を発生する第2のモードとを含む。制御信号出力器6は、OFDM信号の受信開始時は第1のモードで動作し、フーリエ変換器4の動作安定後（すなわち、受信信号に同期した後）に第2のモードで動作する。以下、制御信号出力器6の動作をより詳細に説明する。

【0039】エンベロープ検出器61は、検波器32および33から出力されたOFDM信号の各シンボルをエンベロープ検波することにより、各シンボルの包絡線を表すエンベロープ信号を出力する。エンベロープ検出器

61から出力されたエンベロープ信号は、基準タイミング発生器62に与えられるとともに、その変動を平滑化するローパスフィルタ67を介して制御信号切換器65の制御信号入力端子65aに与えられる。

【0040】基準タイミング発生器62は、シンボルS0の特定パターンに対応した単一トーンデータを、その内部に予め記憶している。そして、基準タイミング発生器62は、各シンボルごとに、エンベロープ検出器61から出力されたエンベロープ信号と、記憶している単一トーンデータとの相関性を時間軸に沿って求めることにより、シンボルS0を検出したか否かを表す基準タイミング信号を出力する。すなわち、基準タイミング発生器62は、図3(a)および(b)に示すように、シンボルS0を検出した場合はハイレベル（電圧V_{high}）の基準タイミング信号を出力し、特定パターンを含まないシンボルS_mを検出した場合はローレベル（電圧V_{low}）の基準タイミング信号を出力する。なお、基準タイミング発生器62は、その検出動作が受信信号に対して安定（同期）するまでの間（すなわち、非同期期間中）は、シンボルS0が受信された場合であっても、ローレベル（電圧V_{low}）の基準タイミング信号を出力する。基準タイミング発生器62から出力される基準タイミング信号は、シンボルタイミング同期回路63およびサンプルホールド器66のクロック端子66cにそれぞれ入力される。

【0041】シンボルタイミング同期回路63は、基準タイミング発生器62から与えられる基準タイミング信号に基づいて、各シンボルに同期するシンボル同期信号（図3(c)参照）を出力する。すなわち、シンボルタイミング同期回路63は、その内部にクロック回路を備えており、基準タイミング信号の立ち上がりを検出する毎に、当該クロック回路から各シンボルの先頭に同期したクロックパルス（シンボル時間 t_s を1周期とするクロックパルス）、すなわちシンボル同期信号を出力する。このシンボル同期信号は、フーリエ変換器4のクロック端子4cおよびシンボルエネルギー検出器64のクロック端子64cにそれぞれ入力される。

【0042】また、シンボルタイミング同期回路63は、基準タイミング発生器62から与えられる基準タイミング信号に基づいて、ロック／アンロック信号（図3(d)参照）を出力する。このロック／アンロック信号は、ローレベルでアンロック状態を示し、ハイレベルでロック状態を示す。受信開始当初、ロック／アンロック信号は、アンロック状態にある。シンボルタイミング同期回路63は、その内部に上記クロックパルスを計数するカウンタを備えており、基準タイミング信号の立ち上がりを検出する毎に、当該カウンタをリセットする。シンボルタイミング同期回路63は、内部カウンタが所定の計数値（シンボルS0が挿入されるシンボル間隔であり、ここでは15）に達した時点でリセットされる状態

を所定回数繰り返せば(すなわち、シンボルS0が所定回数安定して入力されれば)、フーリエ変換回路4での時間窓の調整が終了したものと判断し、ロック/アンロック信号をアンロック状態からロック状態に切り換える。このロック/アンロック信号は、制御信号切換器65のクロック端子65cに入力される。

【0043】シンボルエネルギー検出器64は、その内部にD/A変換器(図示せず)を備えている。シンボルエネルギー検出器64は、シンボルタイミング同期回路63から与えられるシンボル同期信号に同期して、フーリエ変換器4から出力された各シンボルの周波数軸上の各キャリアの信号成分を、デジタル演算によってシンボル期間ts内で2乗積分(2乗したものを積分)することにより、各シンボルのエネルギーをデジタル値で一旦求める。そして、この求めたデジタルのエネルギー値を、上記D/A変換器でアナログ値に変換することにより、各シンボルのエネルギーを表すアナログのシンボルエネルギー信号を出力する。なお、このエネルギーは、各シンボルの平均レベルに正比例する。また、2乗するのは、各キャリアの振幅が時間軸に沿って正負に変動するので、その絶対値を取るためである。また、積分するのは、その平均を求めるためである。シンボルエネルギー検出器64から出力されたシンボルエネルギー信号は、制御信号切換器65の制御信号入力端子65bに入力される。

【0044】制御信号切換器65は、クロック端子65cに入力されたロック/アンロック信号がロック状態のときはエンベロープ検出器61から出力されたエンベロープ信号を選択し、アンロック状態のときはシンボルエネルギー検出器64から出力されたシンボルエネルギー信号を選択し、それぞれ自動利得制御増幅器2の制御信号として出力する。

【0045】サンプルホールド器66は、クロック端子66cに対して基準タイミング発生器62から電圧V_{high}の基準タイミング信号が入力された場合、すなわち自動利得制御増幅器2から特定のシンボルS0が出力されている場合に、制御信号切換器65によって選択された制御信号をサンプリングしてホールドする。サンプルホールド器66にホールドされた制御信号は、自動利得制御増幅器2の制御端子2cに与えられる。自動利得制御増幅器2の利得Aは、サンプルホールド器66から与えられる制御信号の電圧レベルに従って変化する。

【0046】OFDM信号の受信レベルが大きくなると、これに正比例して、シンボルS0のエンベロープ信号またはシンボルエネルギー信号のレベルも大きくなるため、自動利得制御増幅器2に与えられる制御信号の電圧レベルが大きくなる。このとき、自動利得制御増幅器2は、受信したOFDM信号のレベルを小さくするように、その利得Aを小さくする。一方、OFDM信号の受信レベルが小さくなると、これに正比例して、シンボルS0のエンベロープ信号またはシンボルエネルギー信号の

レベルも小さくなるため、自動利得制御増幅器2に与えられる制御信号の電圧レベルが小さくなる。このとき、自動利得制御増幅器2は、受信したOFDM信号のレベルを大きくするように、その利得Aを大きくする。その結果、自動利得制御増幅器2は、OFDM信号の受信レベルの変動を適正なレベルに補正することができる。

【0047】ところで、シンボルエネルギー信号は、各シンボルS0のエネルギーであり、しかもデジタル演算により求められているので、誤差をほとんど含まない。これに対し、エンベロープ信号は、各シンボルS0の波形の頂点を結ぶ包絡線であるので、各シンボルS0の波形と包絡線との差を誤差として含んでいる。しかも、エンベロープ信号は、自動利得制御増幅器2の制御信号として用いるためにフィルタリング処理(ローパスフィルタ67で行っている)が必要となり、このフィルタリング処理においても誤差が発生する。このため、エンベロープ信号よりもシンボルエネルギー信号を用いた方が、自動利得制御増幅器2の利得の制御精度を向上させることができる。

【0048】しかしながら、フーリエ変換器4は、シンボルタイミング同期回路63からシンボル同期信号が出力されると、フーリエ変換に使用する時間窓の時間軸の調整を開始するが、この時間窓の時間軸の調整には時間がかかるため、OFDM信号の受信開始時には、時間窓と受信シンボルとの同期がとれていない状態(すなわち、時間窓が隣接する複数のシンボルに跨って設定されている状態)が生じるおそれがある。このような状態では、フーリエ変換器4およびシンボルエネルギー検出器64の正常な動作が保証されない。

【0049】そこで、制御信号出力器6は、OFDM信号の受信開始後しばらくの間(フーリエ変換器4の時間窓の時間軸の調整が完全に終了するまでの間)は、第1の動作モードで、すなわちシンボルS0のエンベロープ信号に基づいて、自動利得制御増幅器2の利得を制御する。その後、制御信号出力器6は、第2の動作モードで、すなわちシンボルS0のシンボルエネルギー信号に基づいて、自動利得制御増幅器2の利得を制御する。

【0050】上記のように、図2の実施形態によれば、基準タイミング発生器62によって特定のシンボルS0を定期的に検出し、このシンボルS0に対するエンベロープ信号またはシンボルエネルギー信号をサンプルホールド器66でサンプルホールドして自動利得制御増幅器2の制御端子2cにフィードバックさせているので、自動利得制御増幅器2の利得制御の精度を向上させることができる。また、利得制御により伝送路における減衰が補完される、すなわち受信レベルが補正されるので、復調データの誤判定を防止することができる。

【0051】なお、上記実施形態では、シンボルS0を、15シンボル間隔で挿入するようにしたが、他のシンボル間隔で挿入するようにしてもよい。また、上記実

施形態では、1つのキャリアだけを無変調の単一トーン信号として用い、その他のキャリアを抑圧することにより、シンボルS0を構成したが、シンボルS0は、時間軸成分および周波数軸成分が既知で、時間軸に沿った振幅、位相の変化が予め定められた特定パターンを示すような信号であれば他の方法で構成されてもよい。例えば、1つのキャリアの振幅を既知の複数のデータ（例えば、「1」のデータと、「2」のデータ）により振幅変調するようにしてもよい。この場合には、エンベロープ検出器61から出力されるエンベロープ信号の包絡線に多少の凹凸が生じるがローパスフィルタ67により平滑化されるため、制御信号として用いることができる。

【0052】また、上記実施形態では、直交検波器3から出力されるベースバンドのOFDM信号をエンベロープ検出器61に入力するようにしたが、自動利得制御増幅器2以降であれば、自動利得制御増幅器2、A/D変換器7、8、フーリエ変換器4のいずれかの出力をエンベロープ検出器61に入力するようにしてもよい。

【0053】また、上記実施形態では、フーリエ変換器4の出力をシンボルエネルギー検出器64に入力するようにしたが、自動利得制御増幅器2以降であれば、自動利得制御増幅器2、直交検波器3、A/D変換器7、8のいずれかの出力をシンボルエネルギー検出器64に入力するようにしてもよい。

【0054】また、上記実施形態では、A/D変換器7、8を設けたが、これを削除してアナログのままフーリエ変換、シンボルエネルギー検出を行うようにしてもよい。

【0055】また、上記実施形態では、制御信号出力器6は、2つの動作モードで動作するように構成されているが、第1の動作モードでだけ動作するように構成されてもよい。この場合、制御信号出力器は、エンベロープ検出器61、基準タイミング発生器62およびサンプルホールド器66だけを備えることになる。

【0056】さらに、制御信号出力器6は、第2の動作モードだけで動作するように構成されてもよい。この場合、制御信号出力器は、エンベロープ検出器61、基準タイミング発生器62、シンボルタイミング同期回路63、シンボルエネルギー検出器64およびサンプルホールド器66だけを備えることになる。

【0057】図4は、本発明において、送信側から受信側に伝送されるOFDM信号の構成の他の例を示す図である。特に、図4(a)はOFDM信号の各シンボルを時間軸に沿って示し、図4(b)は図4(a)の部分αを拡大して示している。

【0058】図4(a)に示すように、OFDM信号Sは、ハッチングを付して示す周波数変換制御用の特定のシンボルS0と、ハッチングを付さないで示す復調用のシンボルSm(m=1, 2, ...)とを時間軸に沿って並べることで構成されている。シンボルS0は、所定

のシンボル間隔（例えば、15シンボル間隔）毎に挿入されている。なお、このようなOFDM信号Sは、伝送路上において、各シンボルS0、Smについて、実数部と虚数部とを重畳した複素信号の形態をとる。

【0059】各シンボルSmは、周波数の異なる複数（数十～数千、例えば512）のキャリア（シンボル時間tsにおいて互いに直交している）を、周波数軸上で多重（高速逆フーリエ演算）することにより構成されている。各キャリアは、受信側で復調すべきデータでデジタル変調（例えば、QPSK変調、16QAM等）されている。このため、各シンボルSmは、図4(b)に示すように、ランダム状の振幅分布を示す。

【0060】各シンボルS0は、例えば、上記複数のキャリアの1つ（例えば、周波数fc）を、2値（例えば、「1」と「2」）の疑似ランダム符号により振幅変調することで、疑似ランダム信号として残し、その他のキャリアを抑圧したものを、高速逆フーリエ演算することにより構成されている。このため、各シンボルS0は、図4(b)に示すように、特定のパターンの振幅分布を示す。このようなシンボルS0は、時間軸成分が既知であるとともに、周波数軸成分も既知である。

【0061】なお、疑似ランダム符号のデータスピードは、好ましくは、OFDMシンボルレートの整数倍に選ばれている。こうすることで、1つのシンボルS0内に整数個の疑似ランダム符号情報が収まることになり、受信側での同期が取り易くなる。また、使用する疑似ランダム符号のパターンの繰り返し周期（反復周期）は、シンボル周期と同一であることが好ましい。この場合、一方の符号（例えば、「1」）の出現する回数と、他方の符号（例えば、「2」）の出現する回数とが等しくなり、受信側での相関が取り易くなる。

【0062】ところで、図4に示すOFDM信号Sは、有線や無線の伝送路（図示せず）を介して送信側から受信側に送られる。このため、送信側（図示せず）は、OFDM信号Sを中間周波数帯（中心周波数fc）から伝送路の占有周波数帯（中心周波数fr）に変換するようにしている。一方、受信側では、データの復調にあたって、受信したOFDM信号Sを伝送路の占有周波数帯から復調作業のための中間周波数帯（中心周波数fc）に変換するようにしている。以下に説明する実施形態では、OFDM信号Sを占有周波数帯から中間周波数帯に周波数変換する操作は、シンボルS0を用いて行われる。なぜならば、シンボルS0は、常に同じパターンの信号を含むため、当該シンボルS0の波形から周波数帯の変化を正確に測定できるからである。

【0063】図5は、本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。図5において、受信装置は、受信したOFDM信号が入力される入力端子1と、周波数変換器10と、直交検波器3と、フーリエ変換器4と、復調データ検出器5と、制御信号出力器

60と、出力端子Oとを備えている。直交検波器3は、分岐器31と、検波器32および33と、キャリア再生器34とを含む。制御信号出力器60は、エンベロープ検波器61と、基準タイミング発生器62と、シンボルタイミング同期回路63と、サンプルホールド器66と、周波数弁別器68とを含む。なお、対応関係を明確にする目的で、図5の実施形態において、図2の実施形態と同様の構成部分には、同一の参照番号を付してある。

【0064】図6は、図5に示す受信装置の各部の信号を示す波形図である。以下、この図6を参照しながら図5の受信装置の動作を説明する。受信装置で受信した伝送路の占有周波数帯（中心周波数 f_r ）のOFDM信号（図6（a）参照）は、入力端子Iに入力され、周波数変換器10によって中間周波数帯（中心周波数 f_c ）のOFDM信号に変換された後、直交検波器3に入力される。

【0065】直交検波器3の分岐器31は、周波数変換器10から出力されるOFDM信号を2つに分岐し、分岐したOFDM信号を検波器32および33にそれぞれ出力する。キャリア発生器34は、検波器32に対し中心周波数 f_c の同相キャリアを出力し、検波器33に対し中心周波数 f_c の直交キャリアを出力する。検波器32は、分岐器31から出力されたOFDM信号に同相キャリアを乗算することにより、OFDM信号の実数部を出力する。検波器33は、分岐器31から出力されたOFDM信号に直交キャリアを乗算することにより、OFDM信号の虚数部を出力する。すなわち、直交検波器3は、中間周波数帯のOFDM信号をベースバンドのOFDM信号に変換する。

【0066】フーリエ変換器4は、検波器32から出力されたOFDM信号の実数部および検波器33から出力されたOFDM信号の虚数部に対して、一括してフーリエ変換演算を施すことにより、周波数軸上で各デジタル変調波の実数部および虚数部をそれぞれ分離する。復調データ検出器5は、各デジタル変調波の実数部および虚数部を複素平面上にマッピングし、その内部に設定されたしきい値に従い、そのマッピング位置から各キャリアを変調したデータを復調する。

【0067】次いで、制御信号出力器60の動作をより詳細に説明する。エンベロープ検波器61は、周波数変換器10から出力されるOFDM信号の各シンボルをエンベロープ検波することにより、各シンボルの包絡線を表すエンベロープ信号を出力する。エンベロープ検波器61から出力されたエンベロープ信号は、基準タイミング発生器62に与えられる。

【0068】基準タイミング発生器62は、シンボルS0の特定パターン対応した2値疑似ランダムデータを、その内部に予め記憶している。そして、基準タイミング発生器62は、各シンボルごとに、エンベロープ検波器

61から出力されたエンベロープ信号と、記憶している2値疑似ランダムデータとの相関を時間軸に沿って求めることにより、シンボルS0を検出したか否かを表す基準タイミング信号を出力する。すなわち、基準タイミング発生器62は、図6（a）および（b）に示すように、特定パターンを含むシンボルS0を検出した場合はハイレベル（電圧V1）の基準タイミング信号を出力し、特定パターンを含まないシンボルS_mを検出した場合はローレベル（電圧V2）の基準タイミング信号を出力する。基準タイミング発生器62から出力される基準タイミング信号は、サンプルホールド器66のクロック端子66cおよびシンボルタイミング同期回路63に入力される。

【0069】シンボルタイミング同期回路63は、基準タイミング発生器62から与えられる基準タイミング信号に基づいて、各シンボルに同期するシンボル同期信号を出力する。すなわち、シンボルタイミング同期回路63は、その内部にクロック回路を備えており、基準タイミング信号の立ち上がりを検出する毎に、当該クロック回路から各シンボルの先頭に同期したクロックパルス（シンボル時間 t_s を1周期とするクロックパルス）、すなわちシンボル同期信号を出力する。このシンボル同期信号は、フーリエ変換器4のクロック端子4cのクロック端子64cに入力される。

【0070】フーリエ変換器4は、検波器32から出力されたデジタルのOFDM信号の実数部および検波器33から出力されたデジタルのOFDM信号の虚数部に対して、一括してフーリエ変換演算を施すことにより、周波数軸上で各デジタル変調波の実数部および虚数部をそれぞれ分離する。なお、フーリエ変換器4は、クロック端子4cを有し、シンボルタイミング同期回路63から出力されたシンボル同期信号に基づいて、フーリエ変換に使用する時間窓の時間軸の調整を開始するとともに、各シンボルのフーリエ変換を開始する。復調データ検出器5は、各デジタル変調波の実数部および虚数部を複素平面上にマッピングし、その内部に設定されたしきい値に従い、そのマッピング位置から各キャリアを変調したデータを復調する。

【0071】周波数弁別器68は、各シンボルを周波数弁別することにより、各シンボルの周波数に応じた電圧を発生する。サンプルホールド器66は、クロック端子66cに対して基準タイミング発生器62から電圧V1の基準タイミング信号が入力された場合、すなわち周波数変換器10から特定のシンボルS0が出力されている場合に、周波数弁別器68から出力された周波数弁別信号をサンプリングしてホールドする。サンプルホールド器66にホールドされた周波数弁別信号は、制御信号として周波数変換器10の制御端子10cに与えられる。周波数変換器10の周波数シフト量は、サンプルホールド器66から与えられる制御信号の電圧レベルに従って

変化する。

【0072】周波数変換器10から出力されたOFDM信号の周波数帯が高くなると、これに正比例して、周波数弁別器68から出力されるシンボルS0の周波数弁別信号のレベルも大きくなるため、周波数変換器10に与えられる制御信号の電圧レベルが大きくなる。このとき、周波数変換器10は、出力するOFDM信号の周波数帯を低くするように、その周波数シフト量を大きくする。一方、OFDM信号の周波数が低くなると、これに正比例して、シンボルS0の周波数弁別信号のレベルも小さくなるため、周波数変換器10に与えられる制御信号の電圧レベルが小さくなる。このとき、周波数変換器10は、出力するOFDM信号の周波数帯を高くするように、その周波数シフト量を小さくする。その結果、周波数変換器10は、OFDM信号の周波数帯の変動を適正な中間周波数帯（中心周波数 f_c ）に補正することができる。

【0073】上記のように、図5の第2の実施形態によれば、基準タイミング発生器62により特定のシンボルS0を定期的に検出し、このシンボルS0における周波数弁別信号を制御信号としてサンプルホールドし、制御信号を周波数変換器10の制御端子10cにフィードバックさせているので、周波数変換器10の周波数シフト量制御の精度を向上させることができる。また、周波数シフト量制御により周波数帯の変動が補正されるので、中間周波数帯からのずれがなくなり、復調データの誤判定を防止することができる。

【0074】図7は、本発明の第3の実施形態の受信装置の構成を示すブロック図である。なお、図5の受信装置と対応する部分には同一の参照番号を付し、説明を省略する。この第3の実施形態で注目すべきは、図5の周波数弁別器68に代えて周波数領域エネルギー検出器71を用いることにより、制御信号出力器70を構成したことである。

【0075】図8は、図7の周波数領域エネルギー検出器71の動作を説明するための波形図である。特に、図8(a)はシンボルS0のパワースペクトラムを周波数軸に沿って示し、図8(b)は図8(a)のパワースペクトラムの積分値を示し、図8(c)は周波数領域エネルギー信号を示している。以下、この図8を参照しながら図7の受信装置の動作を説明する。

【0076】周波数領域エネルギー検出器71は、そのクロック端子71cに対し、シンボルタイミング同期回路63から与えられるシンボル同期信号に同期して、各シンボル毎に以下に述べるような一連の動作を行う。まず、周波数領域エネルギー検出器71は、図8(a)に示すように、フーリエ変換器4の出力の内、 $0 \sim f_s$ の周波数範囲に分布するキャリア（2値の疑似ランダム信号により振幅変調されている）を、 $(1/2)f_s$ を境に、2つの領域 $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ に分ける。ここで、 f_s は、

フーリエ変換器4で使用されるサンプリングクロックの周波数である。また、各シンボルのスペクトラムは、

$(1/2)f_s$ を境に折り返されているため、高域側成分が $(1/2)f_s$ より周波数の低い領域 $\alpha 1$ に、低域側成分が $(1/2)f_s$ より周波数の高い領域 $\alpha 2$ に現れている。

【0077】次に、周波数領域エネルギー検出器71は、図8(b)に示すように、領域 $\alpha 1$ のパワースペクトル成分と、領域 $\alpha 2$ のパワースペクトル成分とをそれぞれ2乗積分することにより、領域 $\alpha 1$ のエネルギー E_1 と、領域 $\alpha 2$ のエネルギー E_2 とを求める。なお、これらのエネルギー E_1 、 E_2 は、各シンボルの平均レベルに比例する。また2乗するのは、各キャリアの振幅が時間軸に沿って正負に変動するので、その絶対値を取るためである。また、積分するのは、各シンボルの平均を求めるためである。

【0078】次に、周波数領域エネルギー検出器71は、領域 $\alpha 1$ のエネルギー E_1 と領域 $\alpha 2$ のエネルギー E_2 とを比較し、図8(c)に示すように、エネルギーの差($E_1 - E_2$)に対応する電圧値を有する周波数領域エネルギー信号を発生する。この周波数領域エネルギー信号は、領域 $\alpha 1$ のエネルギー E_1 の方が大きい場合は正の電圧値VHIGHを、領域 $\alpha 2$ のエネルギー E_2 の方が大きい場合は負の電圧値VLOWを示す。ところで、シンボルS0では、周波数帯のずれが無い場合、領域 $\alpha 1$ 、 $\alpha 2$ の電力の分布が等しくなり、周波数領域エネルギー信号の電圧値は0となる。したがって、シンボルS0の周波数領域エネルギー信号の極性および電圧値に基づいて、中心周波数 f_c からのずれ方向とずれ量がわかる。

【0079】サンプルホールド器66は、クロック端子66cに対して基準タイミング発生器62から電圧V1の基準タイミング信号が入力された場合、すなわち周波数変換器10から特定のシンボルS0が出力されている場合に、周波数領域エネルギー検出器71から出力された周波数領域エネルギー信号をサンプリングしてホールドする。サンプルホールド器66にホールドされた周波数領域エネルギー信号は、制御信号として周波数変換器10の制御端子10cに与えられる。周波数変換器10の周波数シフト量は、サンプルホールド器66から与えられる制御信号の電圧レベルに従って変化する。

【0080】周波数変換器10から出力されたOFDM信号の周波数帯が高くなると、周波数領域エネルギー検出器71から出力されるシンボルS0の周波数領域エネルギー信号の電圧値VHIGHが正方向に大きくなるため、周波数変換器10に与えられる制御信号の電圧も正方向に大きくなる。このとき、周波数変換器10は、出力するOFDM信号の周波数帯を低くするように、その周波数シフト量を大きくする。一方、OFDM信号の周波数帯が低くなると、シンボルS0の周波数領域エネルギー信号の電圧VLOWが負方向に大きくなるため、周波数変換器1

0に与えられる制御信号の電圧も負方向に大きくなる。このとき、周波数変換器10は、出力するOFDM信号の周波数を高くするように、その周波数シフト量を小さくする。その結果、周波数変換器10は、OFDM信号の周波数帯の変動を適正な中間周波数帯（中心周波数 f_c ）に補正することができる。なお、サンプルホールド器66によりサンプルホールドされた制御信号を、シンボルS0の複数周期分にわたって平均化するようにしてもよい。

【0081】上記のように、図7の第3の実施形態によれば、基準タイミング発生器62により特定のシンボルS0を定期的に検出し、このシンボルS0における周波数領域エネルギー信号を制御信号としてサンプルホールドし、周波数変換器10の制御端子10cにフィードバックさせているので、周波数変換器10の周波数シフト量制御の精度を向上させることができる。また、周波数シフト量制御により周波数帯の変動が補正されるので、中間周波数帯からのずれがなくなり、復調データの誤判定を防止することができる。

【0082】図9は、本発明の第4の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。なお、図5の受信装置と対応する部分には同一の参照番号を付し、説明を省略する。この実施形態で注目すべきは、図5の周波数弁別器68に代えて、相関検出器81およびピーク値周波数検出器82を用いることにより、制御信号出力器80を構成したことである。

【0083】図10は、図9の制御信号出力器80の各部の信号を示す波形図である。特に、図10(a)は相関信号を周波数軸に沿って示し、図10(b)はピーク値周波数検出信号を示している。以下、この図10を参

照しながら図9の受信装置の動作を説明する。

【0084】相関検出器81は、特定のシンボルS0についての理想的な周波数成分の情報を、参照情報として予め記憶している。相関検出器81は、この参照情報とフーリエ変換器4から出力された周波数軸上のデータとの相関を求めることにより、図10(a)に示すような相関信号を出力する。相関検出器81における相関検出動作は、シンボルタイミング同期回路63からクロック端子81cに与えられるシンボル同期信号に同期して、各シンボル毎に行われるが、特に、フーリエ変換器4から特定のシンボルS0が出力されたときに意味を持つことになる。そのため、フーリエ変換器4から特定のシンボルS0が出力された場合について説明すると、相関検出器81は、一旦、そのシンボルS0の情報を、検出対象情報として内部メモリ（図示せず）に記憶する。ここで、相関検出器81が予め記憶している参照情報と、その内部メモリに記憶される検出対象情報は、共に周波数軸上で離散的に存在するデジタルの疑似ランダム信号である。相関検出器81は、周波数軸上で、検出対象情報と参照情報とを重ねて、それぞれに含まれる符号情報

同士を乗算し、さらにそれらの総和を求める。このとき、相関検出器81は、周波数軸上での検出対象情報の位置を、符号単位毎にずらしながら、参照情報との間の乗算結果の総和を求めていく。そして、この総和の集合が相関信号となる。当該相関信号は、周波数軸上で、検出対象情報に含まれる各符号情報と、参照情報に含まれる各符号情報との対応関係が一致したときにピークを呈する。

【0085】フーリエ変換器4からシンボルS0が出力された場合において、例えば周波数のずれ Δf が「0」であるとき、相関検出器81は、図10(a)の $\beta 1$ に示すように、中心周波数 f_c の位置にピーク値を持つ相関信号を出力する。また、シンボルS0が出力された場合において、例えば高い方に周波数のずれ Δf があるとき、相関検出器81は、図10(a)の $\beta 2$ に示すようにピーク値の出現がずれ、ピーク値が周波数軸において高い側に生じる相関信号を出力する。したがって、このような相関信号から、周波数のずれ方向とそのずれ量とを検出することができる。

【0086】ピーク値周波数検出器82は、相関検出器81から出力された相関信号のピーク値の存在場所と中心周波数 f_c とを比較し、その差 Δf に対応する電圧値 ΔV を有するピーク値周波数信号（図10(b)参照）を出力する。

【0087】サンプルホールド器66は、クロック端子66cに対して基準タイミング発生器62から電圧V1の基準タイミング信号が入力された場合、すなわち周波数変換器10から特定のシンボルS0が出力されている場合に、ピーク値周波数検出器82から出力されたピーク値周波数信号をサンプリングしてホールドする。サンプルホールド器66にホールドされたピーク値周波数信号は、制御信号として周波数変換器10の制御端子10cに与えられる。周波数変換器10の周波数シフト量は、サンプルホールド器66から与えられる制御信号の電圧レベルに従って変化する。

【0088】周波数変換器10から出力されたOFDM信号の周波数帯が高くなると、ピーク値周波数検出器82から出力されるシンボルS0のピーク値周波数信号のレベル ΔV も正方向に大きくなるため、周波数変換器10に与えられる制御信号の電圧レベルが大きくなる。このとき、周波数変換器10は、出力するOFDM信号の周波数帯を低くするように、その周波数シフト量を大きくする。一方、OFDM信号の周波数が低くなると、シンボルS0のピーク値周波数信号のレベル ΔV も負方向に大きくなるため、周波数変換器10に与えられる制御信号の電圧レベルが負方向に大きくなる。このとき、周波数変換器10は、出力するOFDM信号の周波数帯を高くするように、その周波数シフト量を小さくする。その結果、周波数変換器10は、OFDM信号の周波数帯の変動を適正な中間周波数帯（中心周波数 f_c ）に補正

することができる。

【0089】上記のように、図9の第4の実施形態によれば、基準タイミング発生器62により特定のシンボルS0を定期的に検出し、このシンボルS0におけるピーク値周波数信号を制御信号としてサンプルホールドし、周波数変換器10の制御端子10cにフィードバックさせているので、周波数変換器10の周波数シフト量制御の精度を向上させることができる。また、周波数シフト量制御により周波数帯の変動が補正されるので、中間周波数帯からのずれがなくなり、復調データの誤判定を防止

【0090】なお、上記第2～第4の実施形態では、シンボルS0を、15シンボル間隔で挿入するようにしたが、他のシンボル間隔で挿入するようにしてもよい。また、上記第2～第4の実施形態では、1つのキャリアだけを2値の疑似ランダム符号により振幅変調し、その他のキャリアを抑圧することにより、各シンボルS0を構成したが、シンボルS0は、時間軸成分および周波数軸成分が既知で、時間軸に沿った振幅、位相の変化が予め定められた特定パターンを示すような信号であれば他の方法で構成されてもよい。例えば、1つのキャリアだけを無変調の単一トーン信号として用い、その他のキャリアを抑圧したような信号（図1参照）で構成されてもよい。

【0091】また、上記第2～第4の実施形態では、周波数変換器10から出力される中間周波数帯のOFDM信号をエンベロープ検出器61（第2の実施形態では、さらに周波数弁別器68）に入力するようにしたが、周波数変換器10以降であれば、直交検波器3、フーリエ変換器4のいずれかの出力をエンベロープ検出器61（および周波数弁別器68）に入力するようにしてもよい。

【0092】さらに、上記第3および第4の実施形態では、フーリエ変換器4の出力を、それぞれ、周波数領域エネルギー検出器71および相関検出器81に入力するようにしたが、周波数変換器10以降であれば、周波数変換器10、直交検波器3のいずれかの出力を周波数領域エネルギー検出器71および相関検出器81に入力するようにしてもよい。

【0093】また、第1の実施形態は受信レベルの変動を補正するように、また第2～第4の実施形態は周波数帯の変動を補正するように構成されているが、第2～第4の実施形態のいずれかを第1の実施形態と組み合わせることにより、受信レベルの変動および周波数帯の変動の両方を補正し得るような受信回路を構成するようにしてもよい。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明において、送信側から伝送されるOFDM信号の構成の一例を示す図である。

【図2】本発明の第1の実施形態に係る受信装置の構成

を示すブロック図である。

【図3】図2に示す受信装置の各部の信号を示す波形図である。

【図4】本発明において、送信側から伝送されるOFDM信号の構成の他の例を示す図である。

【図5】本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【図6】図5に示す受信装置の各部の信号を示す波形図である。

【図7】本発明の第3の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【図8】図7に示す周波数領域エネルギー検出器71の動作を説明するための波形図である。

【図9】本発明の第4の実施形態に係る受信装置の構成を示すブロック図である。

【図10】図9に示す制御信号出力器80の各部の信号を示す波形図である。

【図11】送信側から送信された従来のOFDM信号の構成を示す図である。

【図12】第1および第3の従来技術から類推されるOFDM信号の受信装置の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

- 1…帯域通過フィルタ
- 2…自動利得制御増幅器
- 3…直交検波器
- 31…分波器
- 32, 33…検波器
- 34…キャリア再生器
- 4…フーリエ変換器
- 5…復調データ検出器
- 6…制御信号出力器
- 61…エンベロープ検出器
- 62…基準タイミング発生器
- 63…シンボルタイミング同期回路
- 64…シンボルエネルギー検出器
- 65…制御信号切換器
- 66…サンプルホールド器
- 67…ローパスフィルタ
- 7, 8…A/D変換器
- 10…周波数変換器
- 60…制御信号出力器
- 68…周波数弁別器
- 70…制御信号出力器
- 71…周波数領域エネルギー検出器
- 80…制御信号出力器
- 81…相関検出器
- 82…ピーク値周波数検出器
- S…OFDM信号
- S0, Sm…シンボル
- ts…シンボル時間

The diagram illustrates a digital signal processing system for OFDM signals. The main components and their interconnections are as follows:

- Input and Initial Processing:** An OFDM signal (1) enters a frequency filter (2). The output of the filter is connected to a carrier regeneration section (3) and A/D converters (7, 8).
- Carrier Regeneration Section (3):** This section includes a carrier regenerator (31) and two detectors (32, 33). The regenerator receives a carrier signal (34) and provides feedback to the filter (2) via a control line (2c).
- Fast Fourier Transform (4):** The outputs from the A/D converters (7, 8) are fed into a fast Fourier transform block (4). The output of the FFT is connected to a DFT output filter (5).
- Demodulation Section (6):** A dashed box labeled 6 contains the demodulation logic. It includes:
 - Sample-and-Hold (65):** Receives the output from the FFT block (4) and provides a control signal (66c) to the demodulation signal switch (66).
 - Demodulation Signal Switch (66):** Routes the signal from the sample-and-hold to the LFF (67) or the symbol energy output (64).
 - LFF (67):** A low-pass filter that processes the demodulated signal.
 - Basic Timing Generator (62):** Generates a basic timing signal (62c) that is fed into the LFF (67) and the symbol timing delay circuit (63).
 - Symbol Timing Delay Circuit (63):** Delays the basic timing signal to generate a symbol synchronization signal (63c), which is fed into the symbol energy output (64).
 - Symbol Energy Output (64):** Outputs the final demodulated signal (64c) and provides a control signal (64b) to the demodulation signal switch (66).
- Control and Feedback:** Various control signals are shown, including 'エンベロープ信号' (envelope signal) from the carrier regenerator, 'シンボル同期信号' (symbol synchronization signal) from the delay circuit, and 'ロック/アロック信号' (lock/unlock signal) from the switch.

The diagram illustrates the timing of four signals relative to a common time axis:

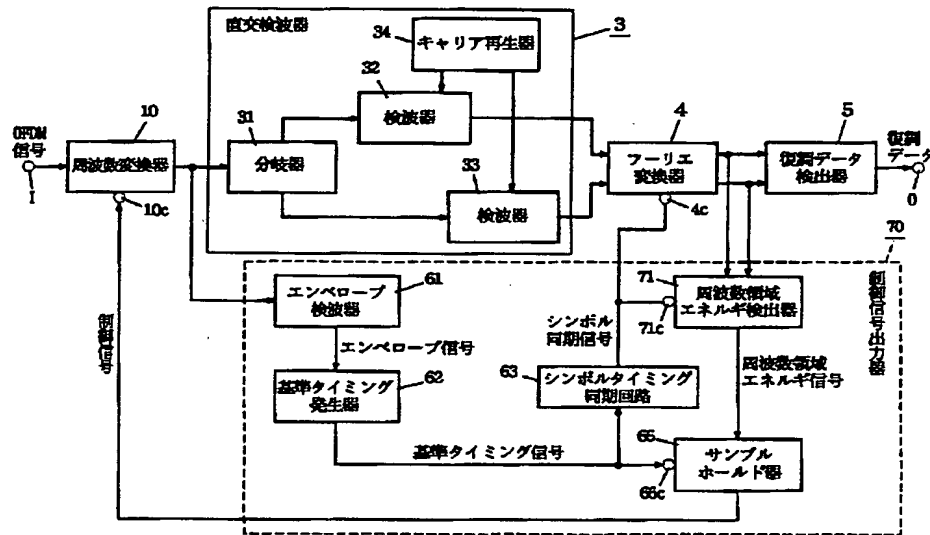
- (a) 受信信号 (Received Signal):** A sequence of pulses representing data bits. Above the pulses are labels: $S_n, S_0, S_n, S_0, S_n, S_0, S_n, S_0, S_n, S_0, S_n, S_0$. The pulses are grouped into two sections: a non-idle period (非同期期間) and an idle period (同期期間).
- (b) 基準タイミング信号 (Reference Timing Signal):** A square wave signal. It is low during the non-idle period and transitions to high during the idle period. The high level is labeled V_{high} and the low level is labeled V_{low} .
- (c) シンボル同期信号 (Symbol Synchronization Signal):** A series of narrow pulses that appear only during the idle period.
- (d) ロック/アンロック信号 (Lock/Unlock Signal):** A signal that is low during the non-idle period and transitions to high during the idle period. A box labeled "ロック" (Lock) is shown at the end of the idle period.

Figure 1 consists of two parts: (a) and (b). Part (a) is a block diagram of a signal processing system. A signal S enters from the right and passes through a series of delay elements labeled S_0, S_1, S_2, S_3, S_4 . The output of S_4 is fed back into the input of S_0 . The signal S is also fed into a block labeled α , which is connected to the input of S_0 . Part (b) is a waveform diagram showing the signal S and its delayed versions S_0, S_1, S_2, S_3, S_4 , and S_5 . The signal S is a high-frequency, high-amplitude signal. The delayed versions S_0, S_1, S_2, S_3, S_4 are lower-frequency, lower-amplitude signals. The signal S_5 is a high-frequency, high-amplitude signal. The time intervals between the signals are marked as t_s .

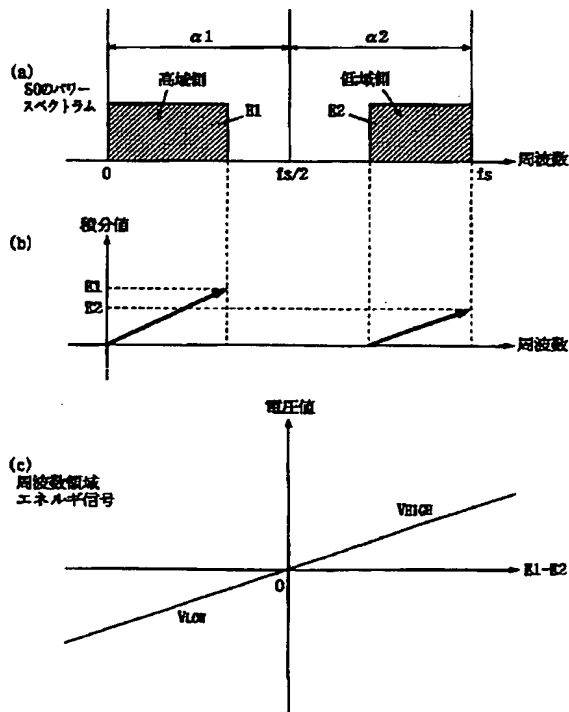
[illegible]

Figure 1 consists of two parts: (a) and (b). Part (a) shows a horizontal timeline representing the received signal (受信信号). It is divided into segments by vertical lines. The segments are labeled S1, S0, S1, S0, S1 from left to right. The S0 segments are shaded with diagonal lines. A vertical dashed line is positioned at the start of the first S1 segment. Part (b) shows a horizontal timeline representing the basic timing signal (基準タイミング信号). It is a step function that transitions from low to high at the start of the first S1 segment and back to low at the end of the last S1 segment. The high level is labeled v1 and the low level is labeled v2. A vertical dashed line is also present at the start of the first S1 segment, aligned with the one in part (a).

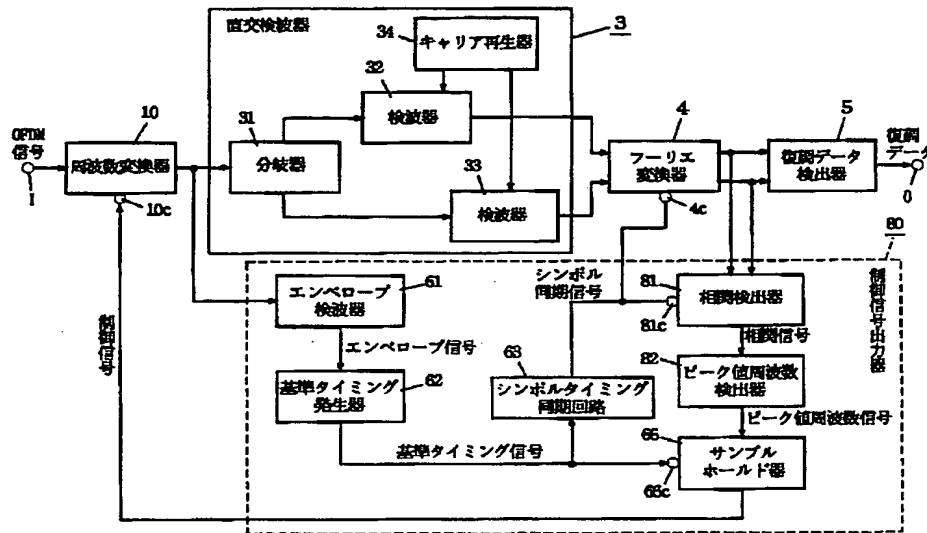
【図7】



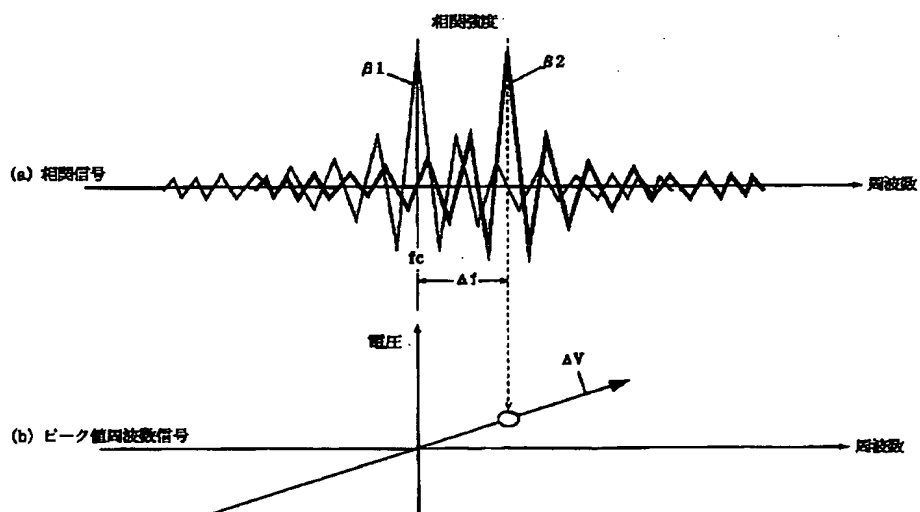
【図8】



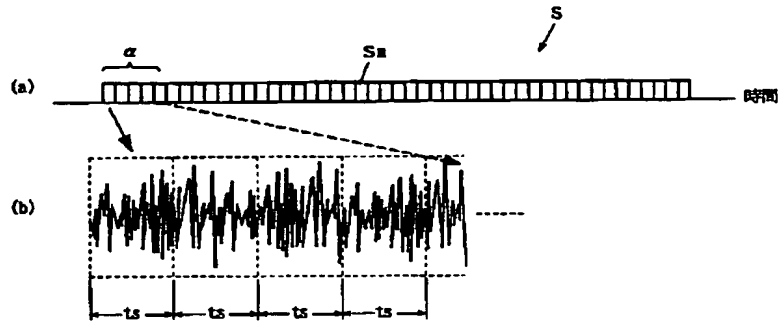
【図9】



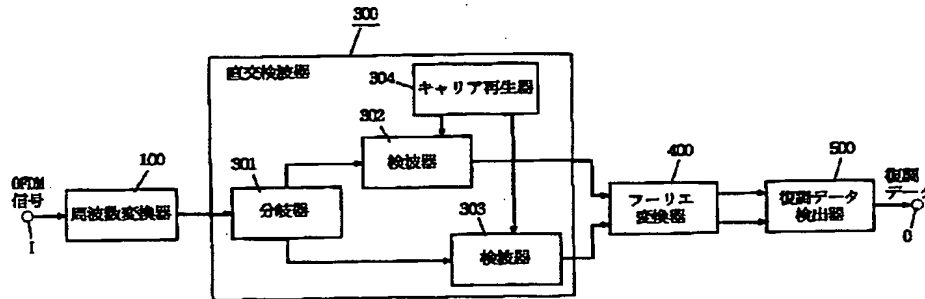
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

(51)Int. Cl. 6

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

// H 0 4 L 27/34

(72)発明者 大植 裕司

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 宇野 矢壽弘

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72)発明者 長石 康男

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内